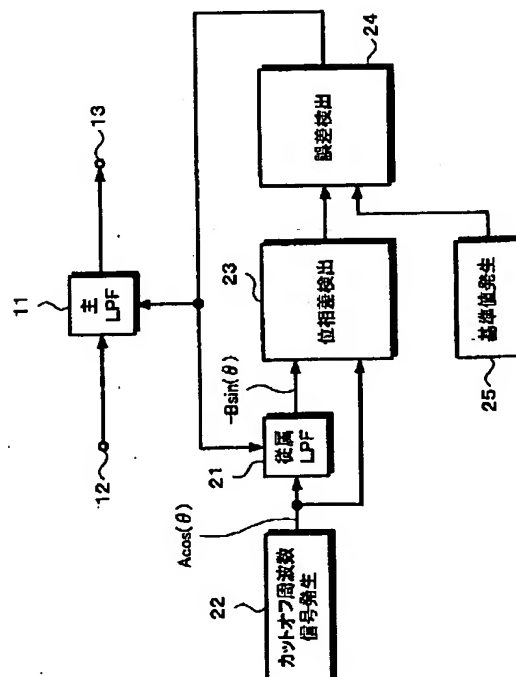


(11)特許出願公開番号
特開2002-76842
(P2002-76842A)



【特許請求の範囲】

【請求項1】 信号処理を行う主フィルタと、上記主フィルタと同様の構成の従属フィルタと、上記主フィルタ及び上記従属フィルタは、外部からの制御信号によりその特性が設定可能とされており、上記主フィルタ及び上記従属フィルタのカットオフ周波数に相当する周波数の信号を発生し、上記カットオフ周波数に相当する信号を上記従属フィルタに与える信号発生手段と、上記信号発生手段から出力される上記カットオフ周波数に相当する周波数の信号の位相と、上記信号発生手段から上記従属フィルタを介して出力される上記カットオフ周波数に相当する周波数の信号の位相との位相差を検出する位相差検出手段と、位相特性上から上記従属フィルタにカットオフ周波数の信号が与えられたときに生じるべき位相差と、上記位相差検出手段で検出された上記従属フィルタにカットオフ周波数の信号が与えられたときに生じる位相差との誤差を検出する誤差検出手段とを有し、上記誤差検出手段の出力を制御信号として上記従属フィルタの特性を制御すると共に、上記従属フィルタに与えられる制御信号と同様の制御信号を上記主フィルタに与えて、上記主フィルタの特性を制御するようにしたフィルタ装置。

【請求項2】 上記主フィルタ及び上記従属フィルタは、位相特性上、カットオフ周波数の信号が与えられたときに生じるべき位相差が90度又は-90度になる請求項1に記載のフィルタ装置。

【請求項3】 上記主フィルタ及び上記従属フィルタは、2次のアクティブフィルタである請求項1に記載のフィルタ装置。

【請求項4】 上記主フィルタ及び上記従属フィルタは、7次のアクティブフィルタである請求項1に記載のフィルタ装置。

【請求項5】 上記位相差検出手段は、乗算器である請求項1に記載のフィルタ装置。

【請求項6】 上記位相差検出手段を構成する乗算器のバラツキを補償する補償手段を設けるようにした請求項5に記載のフィルタ装置。

【請求項7】 上記補償手段は、上記位相差検出手段を構成する乗算器と同様の乗算器であり、上記補償手段を構成する乗算器により所定の値を発生させ、上記位相差検出手段を構成する乗算器の出力と、上記補償手段を構成する乗算器により出力される所定の値とを減算し、この減算出力により上記従属フィルタを制御することで、上記乗算器の構成とされた位相差検出手段の特性のバラツキを補償するようにした請求項6に記載のフィルタ装置。

【請求項8】 信号処理を行う主フィルタと、上記主フ

ィルタと同様の構成の従属フィルタを用意し、上記主フィルタ及び上記従属フィルタは、外部からの制御信号によりその特性を設定可能としておき、上記従属フィルタに、上記従属フィルタののカットオフ周波数に相当する周波数の信号を供給し、上記従属フィルタに上記従属フィルタのカットオフ周波数に相当する周波数の信号を供給したときに生じる上記従属フィルタの位相シフト量を検出し、上記従属フィルタに上記従属フィルタのカットオフ周波数に相当する周波数の信号を供給したときに生じる上記従属フィルタの位相シフト量と、位相特性上から上記従属フィルタにカットオフ周波数の信号が与えられたときに生じるべき位相シフト量とを比較し、上記従属フィルタに上記従属フィルタのカットオフ周波数に相当する周波数の信号を供給したときに生じる上記従属フィルタの位相シフト量と、位相特性上から上記従属フィルタにカットオフ周波数の信号が与えられたときに生じるべき位相シフト量が等しくなるように、上記従属フィルタに制御信号を与えて上記従属フィルタの特性を制御すると共に、上記従属フィルタに与えられる制御信号と同様の制御信号を上記主フィルタに与えて、上記主フィルタの特性を制御するようにしたフィルタ制御方法。

【請求項9】 受信信号と、上記受信信号の周波数と等しい局部発振信号とを乗算してベースバンド信号を直接復調するダイレクトコンバージョン方式の受信装置において、上記受信信号と、上記受信信号の周波数と等しい局部発振信号との乗算出力が供給されるローパスフィルタを設け、

上記ローパスフィルタは、信号処理を行う主フィルタと、上記主フィルタと同様の構成の従属フィルタと、上記主フィルタ及び上記従属フィルタは、外部からの制御信号によりその特性が設定可能とされており、上記主フィルタ及び上記従属フィルタのカットオフ周波数に相当する周波数の信号を発生し、上記カットオフ周波数に相当する信号を上記従属フィルタに与える信号発生手段と、上記信号発生手段から出力される上記カットオフ周波数に相当する周波数の信号の位相と、上記信号発生手段から上記従属フィルタを介して出力される上記カットオフ周波数に相当する周波数の信号の位相との位相差を検出する位相差検出手段と、位相特性上から上記従属フィルタにカットオフ周波数の信号が与えられたときに生じるべき位相差と、上記位相差検出手段で検出された上記従属フィルタにカットオフ周波数の信号が与えられたときに生じる位相差との誤差を検出する誤差検出手段とを有し、上記誤差検出手段の出力を制御信号として上記従属フ

ルタの特性を制御すると共に、上記従属フィルタに与えられる制御信号と同様の制御信号を上記主フィルタに与えて、上記主フィルタの特性を制御するからなる受信装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】この発明は、例えば、携帯電話端末の受信回路に用いて好適な受信装置、及びこのようなダイレクトコンバージョン方式の受信装置のローパスフィルタとして用いて好適なフィルタ装置及びフィルタ制御方法に関する。

【0002】

【従来の技術】携帯電話のような無線通信機器の受信回路は、従来、受信した高周波(RF)信号を中間周波(IF)信号にダウンコンバートした後に、ベースバンド信号を復調するようなスーパーヘテロダイン方式の構成をとるのが一般的とされている。図10は、このようなスーパーヘテロダイン方式の受信回路の一例を示すものである。

【0003】図10において、アンテナ101で受信したRF信号は、LNA (Low Noise Amplifier) 102で増幅された後、乗算器104に供給される。乗算器104には、PLL (Phase Locked Loop) シンセサイザ103から、局部発振信号が供給される。乗算器104で、RF信号と、PLLシンセサイザ102からの局部発振信号とが乗算され、受信RF信号がIF信号にダウンコンバートされる。

【0004】乗算器104の出力がバンドパスフィルタ105に供給される。バンドパスフィルタ105としては、例えば、SAW (Surface Acoustic Wave) フィルタが用いられる。バンドパスフィルタ105の出力が乗算器107A及び107Bに供給される。

【0005】乗算器107Aには、局部発振器108の出力が供給される。乗算器107Bには、発振器108の出力が移送器109を介して90度位相シフトされて供給される。

【0006】乗算器107Aで、IF信号と局部発振器108の出力とが乗算される。乗算器107Bで、IF信号と、移送器109により90度シフトされた発振器108の出力とが乗算される。乗算器107Aにより、I信号が復調される。乗算器107BによりQ信号が復調される。乗算器107A及び107Bの出力は、直交復調回路に供給される。

【0007】このように、従来、無線通信機器の受信回路は、受信したRF信号をIF信号にダウンコンバートした後に、ベースバンド信号を復調するスーパーヘテロダイン方式が用いられている。

【0008】ところが、スーパーヘテロダイン方式では、RF信号をIF信号にダウンコンバートする際に、イメージ周波数が発生するため、IF回路にバンドパス

フィルタを設ける必要がある。このようなバンドパスフィルタとしては、SAWフィルタが用いられる。このため、集積回路化が困難であり、小型化の障害となる。

【0009】そこで、このような携帯無線機の受信回路として、ダイレクトコンバージョン方式を用いて回路規模を縮小することが考えられている。ダイレクトコンバージョン方式では、イメージ周波数を発生させないため、イメージ周波数除去用のバンドパスフィルタを省略することが可能である。

【0010】

【発明が解決しようとする課題】ダイレクトコンバージョン方式を採用した場合には、乗算器によりI信号及びQ信号を直交復調した後に、ローパスフィルタが挿入される。このローパスフィルタとしては、ベースバンド信号が直接復調されるため、扱う周波数が低くなり、SAWフィルタの採用は困難である。

【0011】このため、このようなローパスフィルタとしては、半導体素子と、抵抗、キャパシタで構成されるアクティブフィルタを用いるのが一般的である。

【0012】しかしながら、アクティブフィルタでは、電源電圧の変動や、トランジスタ、抵抗、キャパシタのプロセス上や温度特性上のバラツキにより、特性が変化するという問題がある。特に、安定した減衰特性を実現するためには、カットオフ特性を一定にすることが望まれる。

【0013】したがって、この発明の目的は、電源電圧の変動や、プロセス上や温度特性上のバラツキにかかわらず、その特性を一定とすることができるフィルタ装置及びフィルタ制御方法、及びこのようなフィルタ装置を用いた受信装置を提供することにある。

【0014】

【課題を解決するための手段】請求項1の発明は、信号処理を行う主フィルタと、主フィルタと同様の構成の従属フィルタと、主フィルタ及び従属フィルタは、外部からの制御信号によりその特性が設定可能とされており、主フィルタ及び従属フィルタのカットオフ周波数に相当する周波数の信号を発生し、カットオフ周波数に相当する信号を従属フィルタに与える信号発生手段と、信号発生手段から出力されるカットオフ周波数に相当する周波数の信号の位相と、信号発生手段から従属フィルタを介して出力されるカットオフ周波数に相当する周波数の信号の位相との位相差を検出する位相差検出手段と、位相特性上から従属フィルタにカットオフ周波数の信号が与えられたときに生じるべき位相差と、位相差検出手段で検出された従属フィルタにカットオフ周波数の信号が与えられたときに生じる位相差との誤差を検出する誤差検出手段とを有し、誤差検出手段の出力を制御信号として従属フィルタの特性を制御すると共に、従属フィルタに与えられる制御信号と同様の制御信号を主フィルタに与えて、主フィルタの特性を制御するようにしたフィルタ

装置である。

【0015】請求項8の発明は、信号処理を行う主フィルタと、主フィルタと同様の構成の従属フィルタを用意し、主フィルタ及び従属フィルタは、外部からの制御信号によりその特性を設定可能としておき、従属フィルタに、従属フィルタの cutoff 周波数に相当する周波数の信号を供給し、従属フィルタに主フィルタの cutoff 周波数に相当する周波数の信号を供給したときに生じる従属フィルタの位相シフト量を検出し、従属フィルタに主フィルタの cutoff 周波数に相当する周波数の信号を供給したときに生じる従属フィルタの位相シフト量と、位相特性上から従属フィルタに cutoff 周波数の信号が与えられたときに生じるべき位相シフト量とを比較し、従属フィルタに主フィルタの cutoff 周波数に相当する周波数の信号を供給したときに生じる従属フィルタの位相シフト量と、位相特性上から従属フィルタに cutoff 周波数の信号が与えられたときに生じるべき位相シフト量が等しくなるように、従属フィルタに制御信号を与えて従属フィルタの特性を制御すると共に、従属フィルタに与えられる制御信号と同様の制御信号を主フィルタに与えて、主フィルタの特性を制御するようにしたフィルタ制御方法である。

【0016】請求項9の発明は、受信信号と、受信信号の周波数と等しい局部発振信号とを乗算してベースバンド信号を直接復調するダイレクトコンバージョン方式の受信装置において、受信信号と、受信信号の周波数と等しい局部発振信号との乗算出力が供給されるローパスフィルタを設け、ローパスフィルタは、信号処理を行う主フィルタと、主フィルタと同様の構成の従属フィルタと、主フィルタ及び従属フィルタは、外部からの制御信号によりその特性が設定可能とされており、主フィルタ及び従属フィルタの cutoff 周波数に相当する周波数の信号を発生し、cutoff 周波数に相当する信号を従属フィルタに与える信号発生手段と、信号発生手段から出力される cutoff 周波数に相当する周波数の信号の位相と、信号発生手段から従属フィルタを介して出力される cutoff 周波数に相当する周波数の信号の位相との位相差を検出する位相差検出手段と、位相特性上から従属フィルタに cutoff 周波数の信号が与えられたときに生じるべき位相差と、位相差検出手段で検出された従属フィルタに cutoff 周波数の信号が与えられたときに生じる位相差との誤差を検出する誤差検出手段とを有し、誤差検出手段の出力を制御信号として従属フィルタの特性を制御すると共に、従属フィルタに与えられる制御信号と同様の制御信号を主フィルタに与えて、主フィルタの特性を制御するからなる受信装置である。

【0017】cutoff 周波数のときに従属ローパスフィルタで生じる位相シフト量を検出し、cutoff 周波数のときに従属ローパスフィルタで生じる位相シフト量の検出値と、位相特性から求められる cutoff 周波数

のときの基準値とを比較し、この比較出力により、従属ローパスフィルタの cutoff 周波数を制御すること
で、従属ローパスフィルタの cutoff 周波数を所望の周波数に制御されると共に、主ローパスフィルタの cutoff 周波数を所望の周波数に制御できる。

【0018】そして、cutoff 周波数のときに従属ローパスフィルタで生じる位相シフト量の検出値と、位相特性から求められる cutoff 周波数のときの基準値との比較を乗算器で求め、この乗算器と同様な特性の乗算器で、基準値を発生させるようにしている。これにより、回路上や温度特性等の誤差やバラツキがキャンセルできる。

【0019】

【発明の実施の形態】以下、この発明の実施の形態について図面を参照して説明する。図1は、この発明が適用できるシングルコンバージョン方式とされた携帯無線機の受信回路の一例を示すものである。

【0020】図1において、アンテナ1からのRF信号は、LNA2で増幅された後、乗算器3A及び3Bに供給される。乗算器3Aには、PLLシンセサザ4から供給される。乗算器3Bには、PLLシンセサザ4からの局部発振信号が供給され、乗算器3Bには、PLLシンセサザ4からの局部発振信号が移送器5を介して90度位相シフトされて供給される。PLLシンセサザ4は、受信RF信号の周波数と等しい局部発振信号を出力している。

【0021】乗算器3A及び3Bで、RF信号と、RF信号と等しく互いに90度位相の異なる局部発振信号とが乗算される。これにより、乗算器3A及び3Bから、I信号とQ信号が復調される。

【0022】乗算器3A及び3Bの出力は、ローパスフィルタ6A及び6Bを夫々介して直交復調回路7に供給される。直交復調回路7により、乗算器3A及び3Bから出力されるI信号及びQ信号から、ベースバンド信号が復調される。

【0023】このようなダイレクトコンバージョン方式の受信回路では、IF回路が不要となるため、集積回路の化が容易で、回路規模の削減が図れる。この発明は、このようなダイレクトコンバージョン方式の受信回路におけるローパスフィルタ6A及び6Bとして用いて好適である。

【0024】図2は、この発明が適用されたフィルタ回路の構成を示すものである。このフィルタ回路では、主ローパスフィルタ11と、この主ローパスフィルタ11と同様な構成の従属ローパスフィルタ21が用意される。主ローパスフィルタ11及び従属ローパスフィルタ21としては、例えば、2次のアクティブフィルタが用いられている。この主ローパスフィルタ11及び従属ローパスフィルタ21は、外部からの制御信号により、その cutoff 周波数が設定可能とされている。

【0025】主ローパスフィルタ11は、実際に信号処

理を行うフィルタであり、この主ローパスフィルタ11には、入力端子12から入力信号が与えられる。例えば、図1に示したようなダイレクトコンバージョン方式の受信回路のローパスフィルタ6A及び6Bとして用いた場合には、入力端子12に、乗算器3A及び3Bの出力が供給される。入力端子12からの信号は、主ローパスフィルタ11により高域成分がカットされる。主ローパスフィルタ11の出力が出力端子13から出力される。

【0026】従属ローパスフィルタ21は、主ローパスフィルタ11と同様に構成され、この従属ローパスフィルタ21には、信号発生回路22から、カットオフ周波数に相当する周波数の信号が供給される。

【0027】従属ローパスフィルタ21の出力が位相差検出回路23に供給される。また、位相差検出回路23には、信号発生回路22の出力が供給される。位相差検出回路23で、信号発生回路22の出力と、従属ローパスフィルタ21を介された信号発生回路22の出力との位相差が検出される。

【0028】位相差検出回路23の出力が誤差検出回路24に供給される。誤差検出回路24には、基準値発生回路25から、基準値が供給される。この基準値は、位相特性上、従属ローパスフィルタ21にカットオフ周波数の信号が供給されたときに生じる位相シフト量に基づいた値とされている。誤差検出回路24で、基準値に対する、信号発生回路22の出力と従属ローパスフィルタ21を介された信号発生回路22の出力との位相差の誤差値が得られる。

【0029】誤差検出回路24の出力が制御信号として従属ローパスフィルタ21に供給されると共に、主ローパスフィルタ11に供給される。従属ローパスフィルタ21のカットオフ周波数は、誤差検出回路24からの制御信号に基づいて、制御される。また、主ローパスフィルタ11のカットオフ周波数についても、誤差検出回路24からの制御信号に基づいて、制御される。

【0030】このように、この発明が適用されたフィルタ回路では、信号発生回路22から従属ローパスフィルタ21にカットオフ周波数に相当する周波数の信号が与えられ、位相差検出回路23により、カットオフ周波数の信号が従属ローパスフィルタ21に与えられたときに生じる位相シフト量が検出される。誤差検出回路24で、カットオフ周波数の信号が供給されたときに従属ローパスフィルタ21で生じる位相シフト量に相当する値と、位相特性上、カットオフ周波数のときに従属ローパスフィルタ21で生じるべき位相シフト量に相当する基準値とが比較される。そして、この比較出力が制御信号として従属ローパスフィルタ21に与えられ、これにより、従属ローパスフィルタ21のカットオフ周波数が制御される。

【0031】このようなループにより、従属ローパスフ

ィルタ21の位相シフト量が、カットオフ周波数のときにフィルタの位相特性で決まる所望の位相シフト量となるように制御される。これにより、従属ローパスフィルタ21のカットオフ周波数が所望の周波数となるように制御される。主ローパスフィルタ11と従属ローパスフィルタ21とは同様に構成され、主ローパスフィルタ11に同様の制御信号が与えられるので、主ローパスフィルタ11についても、所望のカットオフ周波数となるように制御される。

【0032】つまり、信号発生回路22からは、所望のカットオフ周波数に相当する周波数の信号が発生され、この信号発生回路22の出力が従属ローパスフィルタ21に供給される。

【0033】従属ローパスフィルタ21には位相特性があるため、従属ローパスフィルタ21を通過すると、入力信号と出力信号との間に位相特性に応じた位相差が生じる。位相差検出回路23には、信号発生回路22からの信号と、従属ローパスフィルタ21を通過することで位相がシフトされた信号発生回路11から信号が供給される。したがって、位相差検出回路23により、カットオフ周波数に相当する周波数の信号が従属ローパスフィルタ21が与えられたときの位相量に相当する検出値が検出される。

【0034】このカットオフ周波数に相当する周波数の信号が従属ローパスフィルタ21が与えられたときの位相シフト量に相当する検出値と、フィルタの位相特性上、カットオフ周波数に相当する周波数の信号が従属ローパスフィルタ21が与えられたときの位相シフト量に相当する値とが比較され、この比較出力に基づいて、従属ローパスフィルタ21のカットオフ周波数が制御される。これにより、カットオフ周波数に相当する信号が従属ローパスフィルタ21に供給されたときの位相シフト量が、フィルタの位相特性で決まるカットオフ周波数に相当する周波数の信号が与えられたときの位相シフト量となるように制御され、従属ローパスフィルタ21のカットオフ周波数が所望の周波数に制御され、主ローパスフィルタ21のカットオフ周波数が所望の周波数に制御される。

【0035】例えば、主ローパスフィルタ11及び従属ローパスフィルタ21として、図3に示すようなアクティブフィルタを使ったとする。

【0036】図3において、入力端子IN1と演算増幅器OP1の反転入力端との間に、抵抗R1が接続される。演算増幅器OP1の非反転入力端が接地される。演算増幅器OP1の反転入力端とその出力端との間に、抵抗R2及びキャパシタC1が接続される。演算増幅器OP1の出力端と演算増幅器OP2の反転入力端との間に、抵抗R3が接続される。演算増幅器OP2の反転入力端とその出力端との間に、抵抗R4及びキャパシタC2が接続される。演算増幅器OP2の出力端が出力端子

OUT1に接続されると共に、インバータIV1、抵抗R5を介して、演算増幅器OP1の反転入力端に接続される。

【0037】図3に示す構成により、2次のアクティブローパスフィルタが実現できる。このアクティブローパスフィルタのカットオフ周波数は、抵抗R1～R5の値により決まる。抵抗R1～R5の値は、外部からの制御電圧により可変される。

【0038】図4は、このような2次のアクティブローパスフィルタの特性を示すものである。図4Aはその振幅特性を示し、図4Bは位相特性を示す。図4Aに示すように、この2次のアクティブローパスフィルタでは、周波数 ω_c がカットオフ周波数となり、周波数 ω_c より低い周波数が通過帯域となり、周波数 ω_c より高い周波数が遮断帯域となる。そして、図4Bに示すように、2次のアクティブローパスフィルタの場合には、カットオフ周波数 ω_c より低い周波数では位相が0度となり、カットオフ周波数 ω_c で90度の遅れとなり、カットオフ

$$A \cos(\theta) \cdot \{-B \sin(\theta)\} = -2AB \sin(2\theta)$$

となる。

【0041】また、従属ローパスフィルタ21のカットオフ周波数が所望のカットオフ周波数より高い周波数にずれている場合には、従属ローパスフィルタ21の入力信号と出力信号との位相差は $(90 - \phi)$ となり、従属ローパスフィルタ21のカットオフ周波数が所望のカットオフ周波数より低い周波数にずれている場合には、従

$$\begin{aligned} & A \cos(\theta) \cdot \{-B \sin(\theta \pm \phi)\} \\ &= -\frac{AB}{2} \{\sin(2\theta \pm \phi) + \sin(\pm \phi)\} \\ &= -\frac{AB}{2} \{\sin(2\theta) \cdot \cos \phi \pm \cos(2\theta) \cdot \sin(\phi) + \sin(\pm \phi)\} \end{aligned} \quad \dots (2)$$

となる。

【0042】(2)式より、

【数3】

$$\frac{AB}{2} \{\sin(2\theta) \cdot \cos(\phi) \pm \cos(2\theta) \cdot \sin(\phi)\}$$

という2倍の周波数成分を持った信号と、

【数4】

$$\frac{AB}{2} \sin(\pm \phi)$$

という直流成分の信号が出力される。よって、この直流成分が「0」になるように従属ローパスフィルタ21を制御すると、従属ローパスフィルタ21の位相特性が-90度となり、従属ローパスフィルタ21のカットオフ周波数を所望の周波数にロックしておくことができる。

【0043】したがって、従属ローパスフィルタ21とし2次のアクティブフィルタを用い、位相差検出回路23として乗算器を使った場合には、基準値発生回路25

周波数 ω_c より高い周波数では180度の位相遅れとなる。

【0039】図3に示したような2次のアクティブローパスフィルタを、図2に示す主ローパスフィルタ11及び従属ローパスフィルタ21として用いた場合には、図4Bに示すように、カットオフ周波数で位相が-90度となる。このように、位相差が90度又は-90度の場合には、位相差検出回路23として、乗算器を用いることができる。

【0040】つまり、図2において、信号発生回路22からの信号を $A \cos(\theta)$ とすると、従属ローパスフィルタ21を介されて90度の遅れが生じたとすると、従属ローパスフィルタ21を介された信号発生回路22の出力は $-B \sin(\theta)$ となる。したがって、位相差検出回路23として乗算器を用いた場合、従属ローパスフィルタ21による90度の遅れが生じているなら、乗算器の構成とされた位相差検出回路23の出力は、

【数1】

$$\dots (1)$$

属ローパスフィルタ21の入力信号と出力信号との位相差は $(90 + \phi)$ となる。したがって、位相差検出回路23として乗算器を用いた場合、従属ローパスフィルタ21のカットオフ周波数が所望のカットオフ周波数より高い周波数又は低い周波数にずれていると、乗算器の構成とされた位相差検出回路23の出力は、

【数2】

からの基準値は「0」ということになる。

【0044】誤差検出回路24は、位相差検出回路23の出力と基準値発生回路25の出力とを比較し、この比較出力に基づいて、制御信号を発生するものである。この誤差検出回路24としては、差動アンプを用いることができる。

【0045】従属ローパスフィルタ21の入力信号と出力信号との位相差を-90度にするための抵抗値の制御電圧を V_{ctr} とし、この抵抗値の制御電圧の変化に対する入力信号と出力信号との位相差-90度からの差の変化を $\Delta \phi$ 、乗算器に入力される2信号の位相差-90度からの差の変化分を $\Delta \phi$ に対する直流成分の変化分 $\Delta V \phi$ とし $(\Delta \phi - DC_ref)$ 、差動増幅回路の利得をGとすると、従属ローパスフィルタ21内の抵抗値を制御する電圧の収束電圧は、以下のように制御される。

【数5】

$$V_{ctr_n} = V_{ctr} + \left(1 - G \frac{\Delta V \phi}{\Delta V_{ctr}}\right)^n \quad \dots(3)$$

ここで、 n を限りなく無限大にすることで、
【数6】

$$\left(1 - G \frac{\Delta V \phi}{\Delta V_{ctr}}\right)^n$$

$$-1 < \left(1 - G \frac{\Delta V \phi}{\Delta V_{ctr}}\right) < 1 \quad \dots(4)$$

つまり、

$$0 < G \frac{\Delta V \phi}{\Delta V_{ctr}} < 2 \quad \dots(5)$$

になる。この(5)式を満足するように、信号の振幅、利得を設定することで、所望の制御電圧に制御可能となる。

【0046】このように、位相差検出回路23で、カットオフ周波数のときに従属ローパスフィルタ21で生じる位相シフト量を検出し、誤差検出回路24で、カットオフ周波数のときに従属ローパスフィルタ21で生じる位相シフト量の検出値と、位相特性から求められるカットオフ周波数のときの基準値とを比較し、この比較出力により、従属ローパスフィルタ21のカットオフ周波数を制御することで、従属ローパスフィルタ21のカットオフ周波数が所望の周波数に制御されると共に、主ローパスフィルタ11のカットオフ周波数が所望の周波数に制御される。

【0047】図5は、カットオフ周波数の制御を行っていないときのフィルタの特性のシミュレーションを示している。図5において、横軸が周波数、縦軸がゲインを示している。なお、ここでは、フィルタとして7次のアクティブローパスフィルタが用いられている。

【0048】ローパスフィルタに求められる条件は、通過帯域が平坦であること、減衰帯域が安定した現数特性を実現することである。温度の変化に対する3MHzにおける減衰量を確認してみると、図5から分かるように、理想状態である25度では30dBの減衰特性が得られるが、-30度では20dBとなり、約10dBの減衰特性の変化が確認できる。なお、図5において、温度は(temp=)として示されている。このように、温度環境の変化等により、減衰特性が劣化している。温度環境により特性の劣化は、ダイレクトコンバージョン方式の無線機器では、受信感度の低下、選択度の低下、スプリアス特性のバラツキを引き起こす。

【0049】これに対して、図6は、基準値発生回路25の基準値を一定として、図2に示した制御ループにより、カットオフ周波数が一定となるように制御した場合のフィルタの周波数特性を示している。

【0050】このようなカットオフ周波数の制御ループ

が V_{ctr} に収束する条件は、
【数7】

【数8】

を設けることで、理論上は、温度特性にかかわらず、所望の周波数特性となるように制御できるはずである。ところが、図6に示すように、理想状態である25度のときと-30度のときとのバラツキは小さくなるが、温度が80度のときには、図2に示した制御ループによりカットオフ周波数が一定となるように制御すると、かえって特性が悪化している。これは、温度特性の影響を受けて、制御ループの条件が満たされなくなり、制御不能になったものと考えられる。特に、温度変化の影響を受けているのは、位相差検出回路23として用いられている乗算器であると考えられる。したがって、このような温度特性の影響を除去することが望まれる。

【0051】図7は、この発明の他の実施の形態を示すものである。この実施の形態では、位相差検出回路23として乗算器23Aを用いている。

【0052】図2に示した実施形態と、図7に示す実施形態との相違点は、基準値を発生する基準値発生回路25として、この例では、乗算器25Aを用いている。他の構成については、前述の実施の形態と同様である。

【0053】すなわち、位相差検出回路23として乗算器23Aを用いたとすると、乗算器の温度特性の影響を受けて、位相差検出回路23の出力が変化する。そこで、基準値発生回路25として、位相差検出回路23に使っている乗算器23Aと同様の乗算器25Aが用意される。

【0054】乗算器としては、例えば、図8に示すような、二重平衡回路が用いられる。図8において、トランジスタQ11及びQ12のエミッタが共通接続され、この接続点が電流源I11を介して接地される。トランジスタQ15及びQ16のエミッタが共通接続され、この接続点がトランジスタQ11のコレクタに接続される。トランジスタQ17及びQ18のエミッタが共通接続され、この接続点がトランジスタQ12のコレクタに接続される。トランジスタQ15のコレクタとトランジスタQ17のコレクタとが接続され、この接続点が抵抗R11を介して電源端子に接続される。トランジスタQ16

のコレクタとトランジスタQ18のコレクタとが接続され、この接続点が抵抗R12を介して電源端子に接続される。

【0055】トランジスタQ15のベースとトランジスタQ18のベースとが共通接続され、この接続点が入力端子IN11に接続される。トランジスタQ16のベースとトランジスタQ17のベースとが共通接続され、この接続点が入力端子IN12に接続される。

【0056】トランジスタQ11のベースに入力端子IN13が接続される。トランジスタQ12のベースに入力端子IN14が接続される。

【0057】トランジスタQ15のコレクタとトランジスタQ17のコレクタとの接続点に、出力端子OUT1が接続される。トランジスタQ16のコレクタとトランジスタQ18のコレクタとの接続点に、出力端子OUT12が接続される。

【0058】このような構成では、入力端子IN11及びIN12に入力信号が差動で供給され、入力端子IN13及びIN14に他方の入力信号が差動で供給されると、出力端子OUT1及びOUT2から、その2つの信号の乗算出力が得られる。

【0059】基準値発生回路25として用いられる乗算器25Aでは、図8における出力端子OUT11及びOUT12から、出力が生じないようにしておく。例えば、入力端子IN11及びIN12、入力端子IN13及びIN14を、無入力としておく。そして、位相差検出回路23として用いられる乗算器23Aと、基準値発生回路25として用いられる乗算器25Aとを、レイアウト上、温度の変化やプロセス上、マッチングのとれる位置に配置しておく。

【0060】このように、位相差検出回路23と、基準値発生回路25とを同様な乗算器23A及び25Aで構成すると、プロセス上のバラツキや、温度特性の影響がキャンセルされ、精度の向上が図れる。

【0061】図9は、図7に示したように、基準値発生回路25として乗算器を用いて場合のフィルタの特性を示すものである。図9に示す特性から明らかなように、基準値発生回路25として乗算器25Aを用いて温度特性による影響をキャンセルすることで、周波数特性を常に一定とすることができる。

【0062】以上説明したように、この発明の実施の形態では、位相差検出回路23で、カットオフ周波数のときに従属ローパスフィルタ21で生じる位相量を検出し、誤差検出回路24で、カットオフ周波数のときに従属ローパスフィルタ21で生じる位相量と、位相特性から求められるカットオフ周波数のときの基準値とを比較し、この比較出力により、従属ローパスフィルタ21のカットオフ周波数を制御することで、従属ローパスフィルタ21のカットオフ周波数を所望の周波数に制御すると共に、主ローパスフィルタ11のカットオフ周波数を

所望の周波数に制御することができる。更に、位相差検出回路23と、基準値発生回路25とを同様な乗算器23A及び25Aで構成すると、プロセス上のバラツキや、温度特性の影響がキャンセルされ、精度の向上が図れる。

【0063】なお、上述の例では、主ローパスフィルタ11及び従属ローパスフィルタ21として、2次のアクティブローパスフィルタを用いたが、他の構成のもの、例えば、7次のアクティブフィルタを用いるようにしても良い。

【0064】また、この発明はローパスフィルタに限らず、ハイパスフィルタや他のフィルタを構成する場合にも同様に適用することができる。勿論、フィルタの構成が変わると、位相特性が変わるので、位相特性に応じて、位相差検出回路の構成や、誤差検出回路の構成を設定する必要がある。

【0065】

【発明の効果】この発明によれば、カットオフ周波数のときに従属ローパスフィルタで生じる位相シフト量を検出し、カットオフ周波数のときに従属ローパスフィルタで生じる位相シフト量の検出値と、位相特性から求められるカットオフ周波数のときの基準値とを比較し、この比較出力により、従属ローパスフィルタのカットオフ周波数を制御することで、従属ローパスフィルタのカットオフ周波数が所望の周波数に制御されると共に、主ローパスフィルタのカットオフ周波数が所望の周波数に制御できる。

【0066】そして、この発明では、カットオフ周波数のときに従属ローパスフィルタで生じる位相シフト量の検出値と、位相特性から求められるカットオフ周波数のときの基準値との比較を乗算器で求め、この乗算器と同様な特性の乗算器で、基準値を発生させるようにしている。これにより、回路上や温度特性等の誤差やバラツキがキャンセルできる。

【図面の簡単な説明】

【図1】この発明が適用できる無線通信機器の受信回路の一例のブロック図である。

【図2】この発明の一実施の形態のブロック図である。

【図3】アクティブフィルタの一例の接続図である。

【図4】アクティブフィルタの特性の説明に用いるグラフである。

【図5】カットオフ周波数の制御を行わない場合のフィルタ特性を示すグラフである。

【図6】基準電圧を使ってカットオフ周波数の制御を行った場合のフィルタ特性を示すグラフである。

【図7】この発明の他の実施の形態のブロック図である。

【図8】乗算器の構成を示す接続図である。

【図9】温度補償を行ってカットオフ周波数の制御を行った場合のフィルタ特性を示すグラフである。

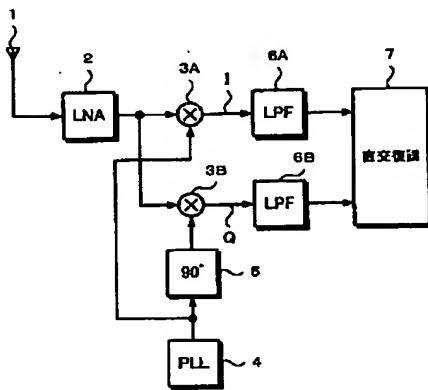
【図10】従来の無線通信機器の受信回路の一例のブロック図である。

【符号の説明】

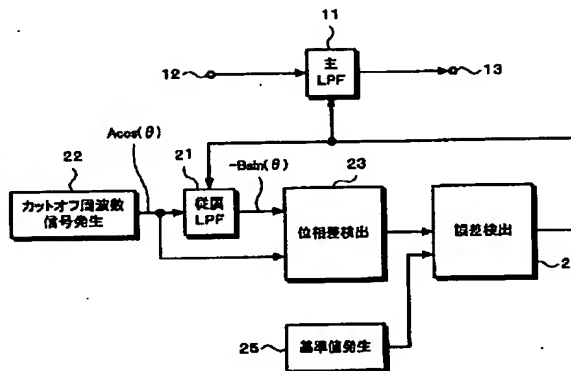
11・・・主ローパスフィルタ、21・・・従属ローパ

スフィルタ、22・・・信号発生回路、23・・・位相差検出回路、24・・・誤差検出回路、25・・・基準値発生回路

【図1】

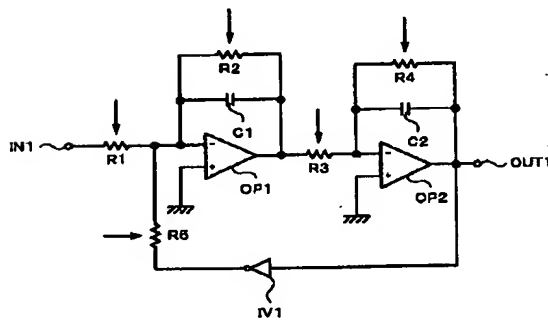


【図2】



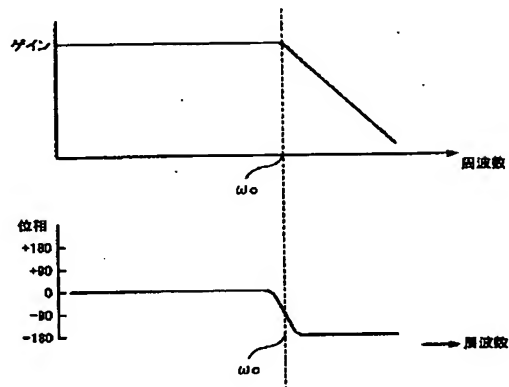
【図4】

【図3】

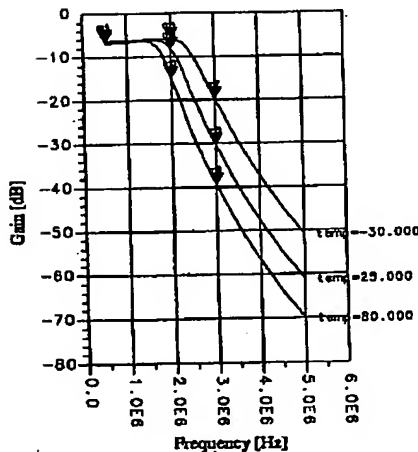


A

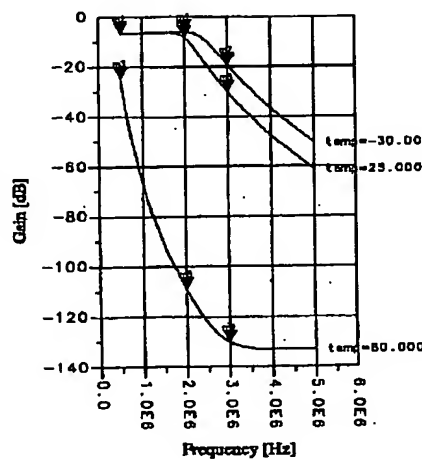
B



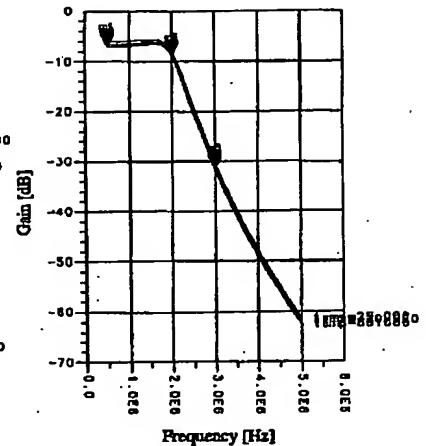
【図5】



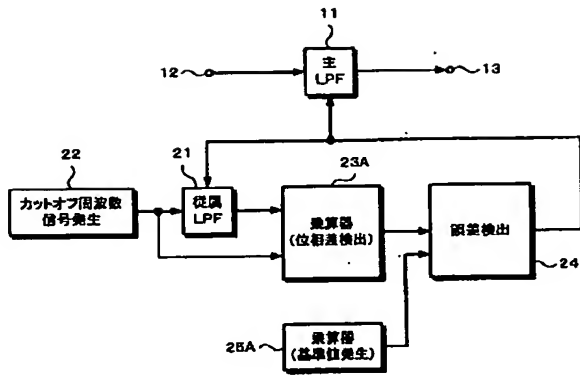
【図6】




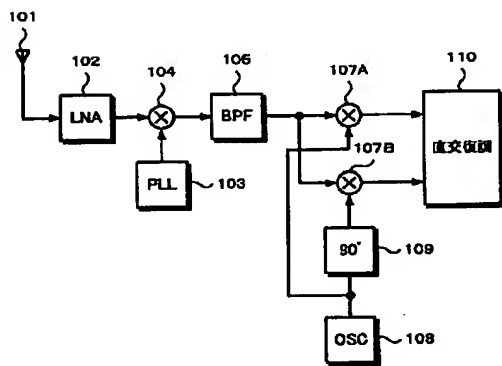
【図9】



【図7】



【 10】



【図8】

